

T 1/9/ALL

1/9/1

DIALOG(R)File 351:Derwent WPI

(c) 2003 Thomson Derwent. All rts. reserv.

010028361 **Image available**

WPI Acc No: 1994-296074/199437

Related WPI Acc No: 1994-152431

XRPX Acc No: N94-232940

**Frequency modulated signal demodulation method - sampling received
frequency modulated signal and passing sampled signal through bandpass
filter with complex coefficients**

Patent Assignee: ANT NACHRICHTENTECHNIK GMBH (BOSC); BOSCH GMBH ROBERT
(BOSC)

Inventor: GOECKLER H

Number of Countries: 007 Number of Patents: 005

Patent Family:

Patent No	Kind	Date	Applicat No	Kind	Date	Week	
EP 617507	A1	19940928	EP 94103829	A	19940312	199437	B
DE 4309684	A1	19940929	DE 4309684	A	19930325	199438	
DE 4309684	C2	19951123	DE 4309684	A	19930325	199551	
EP 617507	B1	19980722	EP 94103829	A	19940312	199833	
ES 2118995	T3	19981001	EP 94103829	A	19940312	199848	

Priority Applications (No Type Date): DE 4309684 A 19930325

Cited Patents: 1.Jnl.Ref; DE 3841388; EP 148018; EP 486095

Patent Details:

Patent No	Kind	Lan	Pg	Main IPC	Filing Notes
-----------	------	-----	----	----------	--------------

EP 617507	A1	G	10	H03D-003/00	
-----------	----	---	----	-------------	--

Designated States (Regional): AT CH ES GB IT LI

DE 4309684	A1		9		Add to patent DE 4241965
------------	----	--	---	--	--------------------------

DE 4309684	C2		10	H03D-003/00	Add to patent DE 4241965
------------	----	--	----	-------------	--------------------------

EP 617507	B1	G		H03D-003/00	
-----------	----	---	--	-------------	--

Designated States (Regional): AT CH ES GB IT LI

ES 2118995	T3			H03D-003/00	Based on patent EP 617507
------------	----	--	--	-------------	---------------------------

Abstract (Basic): EP 617507 A

The demodulation method involves sampling a received frequency modulated signal ($g(kT)$) and passing the sampled signal through a band-pass filter. The band-pass filter has complex coefficients ($h(k)$).

The filtered signal subsequently undergoes complex multiplication ($g(k)$) (delay demodulation) to produce the desired phase increment and the transmitted signal. The desired phase increment may be determined from real and imaginary parts using a Coordinate Rotation Digital Computer (CORDIC) algorithm.

USE/ADVANTAGE - Especially for demodulation of VHF signals.
Produces demodulation signal of equal or higher quality at reduced cost.

Dwg.1/8

Title Terms: FREQUENCY; MODULATE; SIGNAL; DEMODULATE; METHOD; SAMPLE;
RECEIVE; FREQUENCY; MODULATE; SIGNAL; PASS; SAMPLE; SIGNAL; THROUGH;
BANDPASS; FILTER; COMPLEX; COEFFICIENT

Derwent Class: U22; U23; W03

International Patent Class (Main): H03D-003/00

File Segment: EPI

Manual Codes (EPI/S-X): U22-G01B2; U23-L; U23-P03; W03-B02C1

?



①9 BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES
PATENTAMT

⑫ Offenlegungsschrift
⑩ DE 43 09 684 A 1

⑤1 Int. Cl.⁵:
H 03 D 3/00

②1 Aktenzeichen: P 43 09 684.0
②2 Anmeldetag: 25. 3. 93
④3 Offenlegungstag: 29. 9. 94

DE 43 09 684 A 1

BEST AVAILABLE COPY

⑦1 Anmelder:
ANT Nachrichtentechnik GmbH, 71522 Backnang, DE

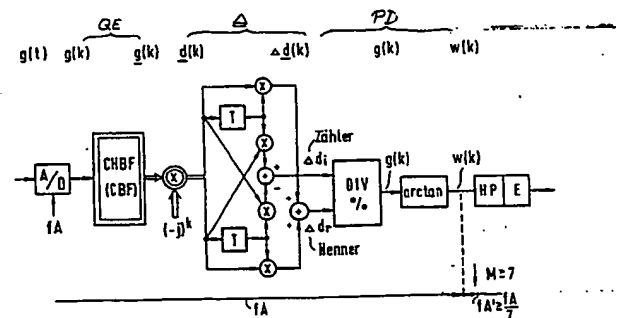
⑥1 Zusatz zu: P 42 41 965.4

⑦2 Erfinder:
Göckler, Heinz, Dr.-Ing., 7150 Backnang, DE

Prüfungsantrag gem. § 44 PatG ist gestellt

⑤4 Verfahren zur Demodulation von frequenzmodulierten Signalen

⑤7 Verfahren zur Demodulation von frequenzmodulierten Signalen, wobei mittels Tiefpaßfilter gefiltert wird und wobei anschließend mittels komplexer Multiplikation (Verzögerungs-demodulation) das gewünschte Phaseninkrement und damit das übertragene Signal gewonnen wird, dadurch gekennzeichnet, daß das abgetastete Empfangssignal einer Filterung mit einem Bandfilter unterzogen wird und daß dieses Filter komplexwertige Koeffizienten aufweist. Verfahren sehr aufwandsgünstig, Einsatz insbesondere bei der Demodulation von UKW-FM-Signalen.



DE 43 09 684 A 1

Beschreibung

Die Erfindung betrifft ein Verfahren zur Demodulation von frequenzmodulierten Signalen gemäß Oberbegriff des Anspruches 1. Solche digitale Verfahren zur Demodulation von kontinuierlich modulierten FM-Signalen, also nicht FSK, welche zum eigentlichen Demodulationsprozeß komplexwertige Signale benötigen und verarbeiten, sind bekannt, beispielsweise durch den Aufsatz "Equalization Problems in a digital FM Receiver" von Kammeyer in Signal Processing 9 (1985) Seiten 263–276, wobei es sich um einen sogenannten Verzögerungs-demodulator handelt.

Aus der Dissertation "Die Demodulation frequenzumgestasteter Signale mit Bandbreiten in der Größenordnung der Mittenfrequenz" von Ruopp, Universität Stuttgart 1975 ist die Blockstruktur eines mit Differentiation arbeitenden Demodulationsverfahren bekannt geworden.

Bei all diesen Verfahren ist es erforderlich, aus dem ursprünglich reellwertigen FM-Eingangssignal $g_0(t)$ ein komplexwertiges Signal abzuleiten in Form einer Normal- und einer Quadraturkomponente (Real- und Imaginärteil). Diese Komponenten werden erzeugt, indem das abgetastete Eingangssignal mit zwei zueinander orthogonalen Trägersignalen multipliziert wird (Mischer) und anschließend mittels zweier nachgeschalteter identischer Tiefpässe zur Unterdrückung unerwünschter Mischprodukte gefiltert werden. Die dazu notwendige Schaltungsanordnung ist in Fig. 1 strichliert umrandet.

Wenn die Filterkombination h_B zusätzlich die Aufgabe übernehmen soll, den bezüglich der Mittenfrequenz unsymmetrischen Frequenzgang des analogen Vorfilters zu entzerren, dann enthält der gestrichelte Block der Fig. 1 vier Teilfilter, wie in Fig. 3 gezeigt wird.

Der vorliegenden Erfindung lag die Aufgabe zugrunde, ein Verfahren der eingangs genannten Art anzugeben, welches in der Lage ist, Demodulationssignale gleicher oder sogar höherer Qualität zu erzeugen unter Verminderung des Aufwandes.

Diese Aufgabe wurde gelöst mit den Mitteln des Anspruches 1. Vorteilhafte Ausgestaltungen ergeben sich durch die Unteransprüche.

Das erfindungsgemäße Demodulationsverfahren erfordert wesentlich weniger Schaltungsaufwand und liefert qualitativ mindestens gleichwertige Demodulationsprodukte. Das Verfahren ist auch dann anwendbar, wenn beliebige Frequenzverschiebung gewünscht wird.

Es folgt nun die Beschreibung anhand der Figuren.

Die Fig. 1 zeigt das grundlegende Blockdiagramm für einen digitalen FM-Demodulator nach Kammeyer; die Fig. 1a zeigt eine andere Darstellung für die Quadraturerzeugung QE in dem strichlierten Block der Fig. 1, wie sie aber auch in den Anordnungen der Fig. 7 und 8 eingesetzt werden kann. Die Fig. 1b und 1c enthalten Spektren aufgetragen über der Frequenz.

Die Fig. 3 zeigt die Anordnung aus vier Teilfiltern, wenn die Filterkombination h_B in dem strichlierten Block der Fig. 1 zusätzlich die Aufgabe der Entzerrung übernimmt.

Die Fig. 4, 5, 7 und 8 schließlich zeigen Anordnungen, die nach dem erfindungsgemäßen Verfahren arbeiten. In Fig. 2 und 6 sind Strukturen für ein Prototypfilter zur Erzeugung eines komplexwertigen Ausgangssignals aus einem Eingangssignal dargestellt.

Im Blockschaltbild gemäß Fig. 1 werden die einzelnen Verarbeitungsschritte des eingangsseitigen Empfangssignals gezeigt:

Das durch den Zwischenfrequenzmischer in eine Zwischenfrequenzlage heruntergemischte Empfangssignal $g_0(t)$ wird über ein analoges Vorfilter auf einen Analog/Digitalumsetzer geleitet, abgetastet und anschließend mittels zweier orthogonalen Trägersignale in ein komplexwertiges Signal gewandelt, welches über die Tiefpaßfilterfunktion h_B in beiden Zweigen von störenden Mischprodukten befreit wird. Daran anschließend erfolgt eine Amplitudensteuerung, womit Amplitudenschwankungen ausgeglichen werden, welche dadurch entstehen, daß das von Hause aus unbegrenzte Spektrum eines FM-Signals in technischen Systemen mit eingeschränkten Kanalbandbreiten notwendigerweise bandbegrenzt werden muß. Nach der Amplitudensteuerung folgt der eigentliche Demodulator, hier ein Verzögerungs-demodulator, welcher mittels einer komplexen Multiplikation der folgenden Form

$$\Delta g(k) = \text{Im} \{g(k) \cdot g^*(k-1)\} = \sin[\omega(k)] \\ = \sin[\varphi(k) - \varphi(k-1)]$$

das gewünschte Phaseninkrement erzeugt, woraus dann mittels einer anschließenden Arcussinuskonversion das demodulierte Signal $\omega(k)$ gewonnen wird: $\omega(k) = \omega_0 [1 + \alpha \cdot v(k)]$ (g^* ist der konjugiert komplexe Wert zu g ; komplexwertige Größen sind durch Unterstreichungen gekennzeichnet).

In Fig. 3 sind die vier Teilfilter zweimal h_r und zweimal h_i erkennbar, welche außer der Filterung h_B nach Fig. 1 auch noch die Aufgabe der Entzerrung übernehmen, die aufgrund möglicher Verzerrungen des analogen Vorfilters notwendig sein kann. Am meisten störend wirken sich hier Unsymmetrien des Analogfilters bezüglich der Trägerfrequenz des FM-Signals aus.

Die Fig. 1b und 1c zeigen den Frequenzgang eines für die Bandfilterung eingesetzten komplexen Halbbandfilters CHBF zur Umwandlung des reellwertigen Signals $g(k)$ in das zugehörige komplexwertige Signal $\underline{g}(k)$, wobei das Halbbandfilter keine Entzerrungsfunktion wahrnimmt. Im folgenden sind die Mittenfrequenzen definiert

- 65 f_m : des komplexen Filters CBF (bei CHBF $f_m = f_A/4$)
 f_0 : des FM-Spektrums
 f_c : Trägerfrequenz des Mixers $f_c = f_0$ oder $f_c \neq f_0$.

Die Filtermittelfrequenz f_m von CHBF ist gleich einem Viertel der Abtastfrequenz, und der Übergangsbe-
reich des Halbbandfilters liegt symmetrisch zur halben Abtastfrequenz. Im übrigen gilt für dieses komplexe
Halbbandfilter, daß der absolute Rippel $\delta p = \delta s$ ist, d. h. die Abweichung von eins im Durchlaßbereich ist
identisch gleich der Abweichung von 0 im Sperrbereich. In Fig. 1b ist zusätzlich das Spektrum $|G|$ eines reellen
mit der Abtastfrequenz f_A abgetasteten Empfangssignals eingezeichnet, dessen Spektrum folglich symmetrisch
zur halben Abtastfrequenz ($f_A/2$) ist und das sich aufgrund der Abtastung periodisch wiederholt. Wie in Fig. 1b
dargestellt, muß die Bandmittelfrequenz f_0 des Spektrums $|G|$ nicht mit der Filtermittelfrequenz f_m überein-
stimmen. In Fig. 1c ist das Spektrum $|G|$ des komplexen Signals $g(k)$ gezeichnet, welches bei der Bandmittelfre-
quenz f_0 zentriert liegt; es ist erkennbar, wie sämtliche zu $f_A/2$ spiegelbildlichen Spektralanteile unterdrückt
werden.

Die Fig. 5 zeigt ein allgemeines Blockschaltbild für die erfindungsgemäße Lösung beispielsweise mit einem
Arcus-Tangens-Verzögerungsdemodulator. Das Eingangssignal $g_0(t)$ weist ein unendliches Spektrum auf, so daß
bei jeder Wahl der Abtastfrequenz das Abtasttheorem verletzt wird und eine nichtlineare Verzerrung erzeugt
wird. Die Abtastrate ist so festzulegen, daß mindestens im Bereich der Carson-Bandbreite $B = 300$ kHz keine
merkliche Überfaltung geschieht. Mittels eines analogen Band- oder Tiefpasses wird das Eingangssignal gefiltert,
bevor es dann im Analog-Digital-Umsetzer A/D abgetastet und digitalisiert wird. Die Ausgangsgröße $g(k)$ wird
erfindungsgemäß einen komplexen Bandfilter CBF (Filter mit komplexwertigen Koeffizienten) zugeführt, wel-
ches wahlweise mit unverminderter oder verminderter Abtastrate (zur Reduktion der Abtastrate) arbeiten kann
und das komplexe Signal $g'(k)$ erzeugt, welches mit Hilfe einer komplexen Trägermultiplikation mit $g(k) =$
 $g'(k) \cdot (-j)^k$ nach Null frequenzverschoben wird. Das Signal $g(k)$ wird nunmehr einem Verzögerungsdemodulator
zugeführt, welcher mittels komplexer Multiplikation das Signal

$$\begin{aligned}\Delta g(k) &= g(k) \cdot g^*(k-1) \\ &= g_r(k) \cdot g_r(k-1) + g_i(k) \cdot g_i(k-1) + j[g_i(k) \cdot g_r(k-1) - g_r(k) \cdot g_i(k-1)] \\ &= \Delta g_r(k) + j\Delta g_i(k) \\ &= e^{j[\Delta\omega T + \Delta\Omega \cdot T \cdot v(k)]} \quad (24)\end{aligned}$$

erzeugt.

Das Argument, d. h. die Phase von Gleichung (24) erhält man unmittelbar über eine Arcus-Tangens-Beziehung
aus dem Quotienten des Imaginärteils durch den Realteil:

$$g(k) = \frac{\Delta g_i(k)}{\Delta g_r(k)} = \frac{g_i(k) \cdot g_r(k-1) - g_r(k) \cdot g_i(k-1)}{g_r(k) \cdot g_r(k-1) + g_i(k) \cdot g_i(k-1)} \quad (25)$$

$$\begin{aligned}w(k) &= \arctan g(k) = \Delta\omega T + \Psi(k) - \Psi(k-1) \\ &\approx \Delta\omega T + \Delta\Omega \cdot T \cdot v(k) \quad (26)\end{aligned}$$

Für die Eindeutigkeit der Rückgewinnung des Signals gilt für Arcus-Tangens die Einschränkung der Gleichun-
gen (16a) und (21):

$$-\pi/2 < \Delta\omega T + \Delta\Omega \cdot T \cdot v(k) < \pi/2 \quad (16a)$$

$$1/t = f_A > 2\pi \cdot 75 \text{ kHz}/\pi/2 = 300 \text{ kHz} \quad (21)$$

Im Blockschaltbild der Fig. 5 wird die komplexe Multiplikation mit Differenzbildung in dem Block Δ durchge-
führt, und in dem nachfolgenden Phasendetektor PD erfolgt die Division DIV mit anschließender Arcus-Tan-
gens-Konversion, dessen Ausgangssignal $w(k)$ noch über einen Hochpaß HP und ggf. über einen Entzerrer E
gefiltert bzw. entzerrt wird. Die Schaltung bietet die Vorteile, daß keine Amplitudenregelung benötigt wird und
daß die Arcus-Tangens-Funktion für Werte < 1 mit günstigen Reihenentwicklungen realisierbar ist. Für Argu-
mente > 1 kann man mittels der Beziehung Arcus-Tangens- $X = \pi/2 - \text{Arcus-Tangens } 1/X$ ebenfalls von der
Reihenentwicklung für Arcus-Tangens Gebrauch machen.

Das Filter CHBF bzw. CBF im Schaltbild gemäß Fig. 5 kann auch mit Abtastratenhalbierung arbeiten; in
diesem Fall erfolgt eine komplexe Trägerung mit den einfachen Werten $(-1)^k$, da f_0 ungefähr $f_A/2$ ist, wobei f_A'
die Ausgangsabtastfrequenz ist.

Patentansprüche

1. Verfahren zur Demodulation von frequenzmodulierten Signalen der Form $g(t) = a(t) \cdot \cos[\varphi(t)]$ mit
der Augenblicksfrequenz $\omega(t) = d\varphi(t)/dt = \omega_0[1 + \alpha \cdot v(t)]$, wobei das Empfangssignal $g_0(t)$ mit der
Abtastfrequenz $f_A = 1/T$ abgetastet wird zu

$$\begin{aligned}g_0(k) &= a(k) \cdot \cos[\varphi(kT)] \\ &= a(k) \cdot \cos[\omega_0 kT + \Psi(kT)],\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\text{mit } \Psi(k) &\approx \Delta\Omega \cdot T \sum_{-\infty}^k \\ v(k),\end{aligned}$$

mit dem übertragenen Signal $v(k)$, der Schrittzahl k , der Schritt-Taktlänge T , dem Frequenzhub $\Delta\Omega = \alpha \cdot \omega_0$, der Bezugsfrequenz $\omega_0 = 2\pi f_0$ und mit der durch Bandbegrenzung auf der Übertragungsstrecke bedingten in zeitlicher Abhängigkeit t schwankenden Amplitude $a(t)$ bzw. $a(k)$, wobei mittels Tiefpaßfilter (zur Unterdrückung unerwünschter Spektralanteile) gefiltert (h_b) wird zu $g(kT)$ und wobei eine komplexe Multiplikation

$$\begin{aligned}\Delta g(k) &= g(k) \cdot g^*(k-1) \\ &= g_r(k) \cdot g_r(k-1) + g_i(k) \cdot g_i(k-1) + j[g_r(k) \cdot g_i(k-1) - g_i(k) \cdot g_r(k-1)] \\ &\approx \Delta g_r(k) + j\Delta g_i(k) = e^{j[\Delta\omega \cdot T + \Delta\Omega \cdot T \cdot v(k)]}\end{aligned}$$

(Verzögerungsdemodulation) durchgeführt und mittels eines Phasendetektors (PD) aus dem Produkt das gewünschte Phaseninkrement $w(k) = \omega_0 \cdot [1 + \alpha \cdot v(k)]$ und damit das (zu) übertragen(d)e Signal $v(k)$ gewonnen wird, dadurch gekennzeichnet, daß das abgetastete Empfangssignal $g_o(kT)$ zuerst einer Filterung mit einem Bandfilter unterzogen wird, wobei dieses Filter komplexwertige Koeffizienten $h(k)$ aufweist (Quadratur-Erzeugung QE; $g'(k) = g_o(kT) \cdot h(k)$), und daß dann mittels komplexer Trägermultiplikation $g(k) = g'(k) \cdot e^{-j\omega_c kT}$ eine Frequenzverschiebung nach $f \approx 0$ vorgenommen und die beiden Quadraturkomponenten g_r und g_i dieses verschobenen komplexen Empfangssignals $g(k)$ zur komplexen Multiplikation (Δ) verwendet werden.

2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß der Quotient aus Real- und Imaginärteil g_r, g_i des komplexen Produkts $g(k)$ gebildet wird und dieser mittels einer Arcus-Tangens-Konversion $\arctg \Delta g_i / \Delta g_r$ bzw. einer Arcus-Cotangens-Konversion in das Phaseninkrement $w(k)$ umgewandelt wird (Fig. 5).

3. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß aus Real- und Imaginärteil mittels eines CORDIC-Algorithmus das gewünschte Phaseninkrement $w(k)$ ermittelt wird.

4. Verfahren zur Demodulation von frequenzmodulierten Signalen der Form $g(t) = a(t) \cdot \cos[\varphi(t)]$ mit der Augenblicksfrequenz $\omega(t) = d\varphi(t)/dt = \omega_0 [1 + \alpha \cdot v(t)]$, wobei das Empfangssignal $g_o(t)$ mit der Abtastfrequenz $f_A = 1/T$ abgetastet wird zu

$$\begin{aligned}g_o(k) &= a(k) \cdot \cos[\varphi(kT)] \\ &= a(k) \cdot \cos[\omega_0 kT + \Psi(kT)],\end{aligned}$$

$$\text{mit } \Psi(k) \approx \Delta\Omega \cdot T \sum_{-\infty}^k v(k),$$

mit dem übertragenen Signal $v(k)$, der Schrittzahl k , der Schritt-Taktlänge T , dem Frequenzhub $\Delta\Omega = \alpha \cdot \omega_0$, der Bezugsfrequenz $\omega_0 = 2\pi f_0$ und mit der durch Bandbegrenzung auf der Übertragungsstrecke bedingten in zeitlicher Abhängigkeit t schwankenden Amplitude $a(t)$ bzw. $a(k)$, wobei aus dem abgetasteten Empfangssignal $g_o(k)$ ein Quadratursignal $g(k)$ erzeugt (QE) wird, das anschließend mittels Tiefpaßfilter (zur Unterdrückung unerwünschter Spektralanteile) gefiltert (h_b) wird zu $g(kT)$ und einem Phasendetektor (PD) zugeführt, der ein Phasensignal $\varphi(k)$ erzeugt, aus dem durch Differenzbildung (Δ) das demodulierte (NF)-Signal $v(k) = \varphi(k) - \varphi(k-1)$ gewonnen wird, dadurch gekennzeichnet, daß das abgetastete Empfangssignal $g_o(kT)$ zur Quadratur-Signalerzeugung (QE) zuerst einer Filterung mit einem Bandfilter (CBF) unterzogen wird, das komplexartige Koeffizienten $h(k)$ aufweist, daß anschließend mittels komplexer Trägermultiplikation $g(k) = g'(k) \cdot e^{-j\omega_c kT}$ eine Frequenzverschiebung nach $f \approx 0$ vorgenommen wird und daß im Phasendetektor aus Realteil g_r und Imaginärteil g_i ein Quotient gebildet wird, der mittels einer Arcus-Tangens-Konversion $\varphi(k) = \arctan g_i/g_r$ bzw. einer Arcus-Cotangens-Konversion $\varphi(k) = \arctg g_r/g_i$ umgewandelt wird (Fig. 7 und 4).

5. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß die komplexwertigen Koeffizienten $h(k)$ aus einem Filter mit reellen Koeffizienten $h(k)$ abgeleitet sind.

6. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß ein im demodulierten Signal (Phaseninkrement $w(k)$) vorhandener Gleichanteil dazu herangezogen wird, um die Frequenz ω_c für die Trägermultiplikation $g(k) = g'(k) e^{-j\omega_c kT}$ auf den korrekten Wert zu regeln (korrekte Einstellung bei verschwindendem Gleichanteil), (Fig. 5 und 4).

7. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß die Abtastfrequenz f_A im komplexen Bandfilter halbiert wird und daß die Trägerfrequenz f_c gleich der halbierten Ausgangsabtastfrequenz f_A' ist ($f_c = f_A'/2 = f_A/4$), so daß die Träger-Multiplikation mit $(-1)^k$ erfolgt.

8. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß das Phaseninkrement $w(k)$ einem Hochpaßfilter (HP) zugeführt wird.

9. Verfahren nach Anspruch 8, dadurch gekennzeichnet, daß das Phaseninkrement $w(k)$ einem Entzerrer (E) zugeführt wird.

10. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß vor der Analog-Digital-Umsetzung eine Band- oder Tiefpaßfilterung erfolgt.

11. Verfahren nach Anspruch 10, dadurch gekennzeichnet, daß das komplexe Bandfilter (CBF) eine FIR-Struktur (mit endlicher Impulsantwort) aufweist (Fig. 2).

12. Verfahren nach Anspruch 10, dadurch gekennzeichnet, daß das komplexe Bandfilter ein Halbbandfilter CHBF ist, wobei seine Filtermittenfrequenz f_m identisch dem Viertel der Abtastfrequenz f_A ist.

Hierzu 4 Seite(n) Zeichnungen

5

10

15

20

25

30

35

40

45

50

55

60

65

- Leerseite -

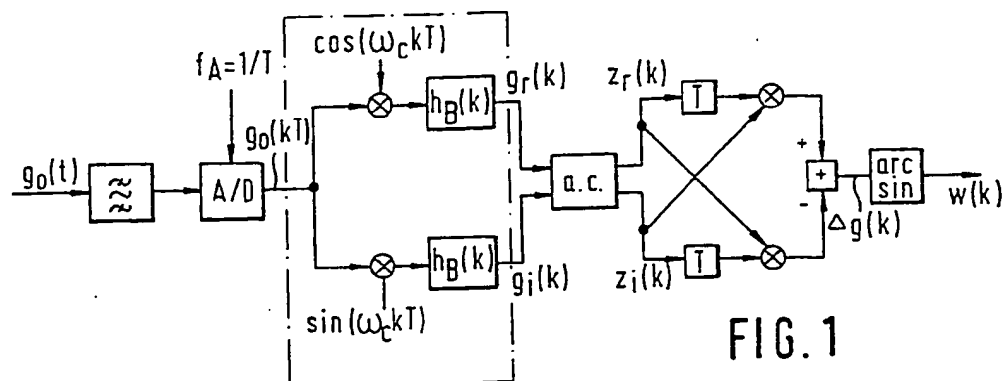


FIG. 1

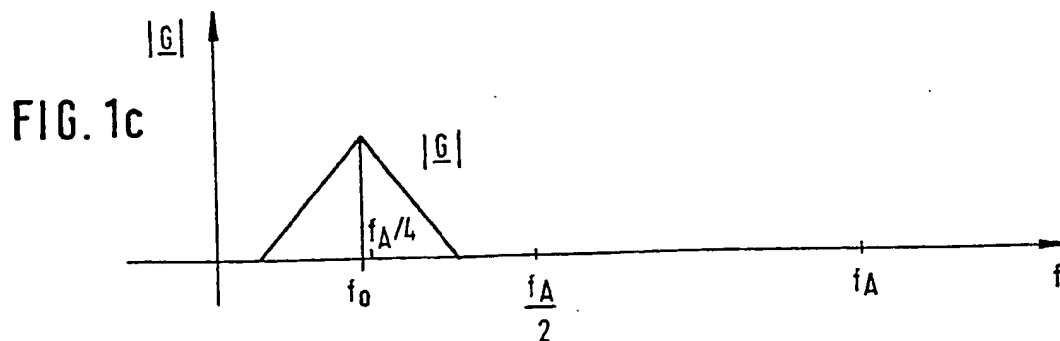
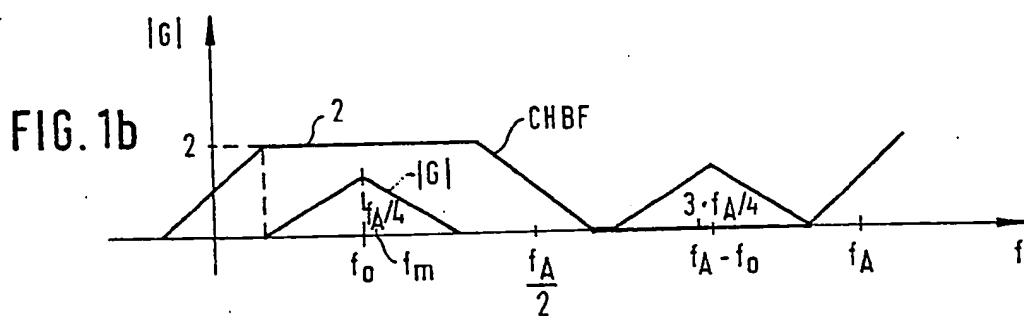


Fig. 1a

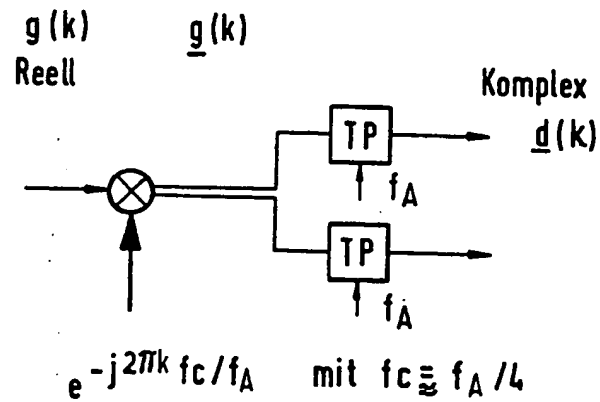


Fig.8

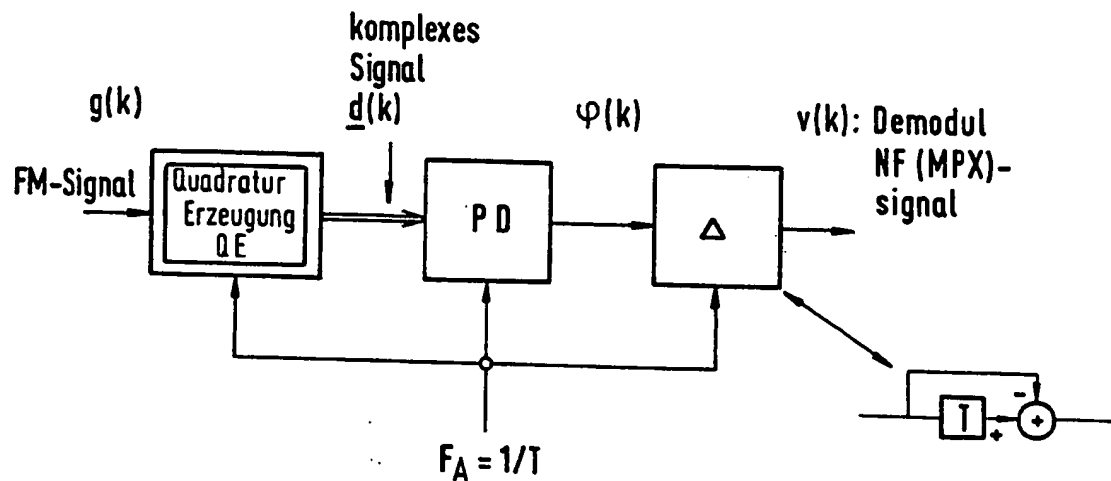
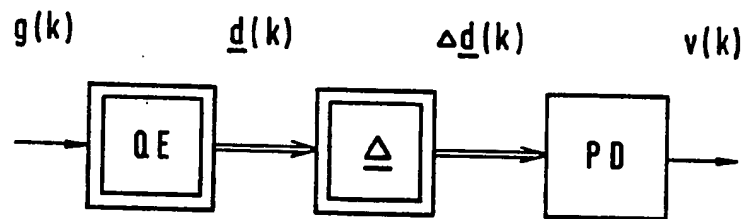


Fig.7 : Blockstruktur FM - Demulator

PD : Phasendetektor

Δ : Differenzbildung : $\varphi(k) - \varphi(k-1)$

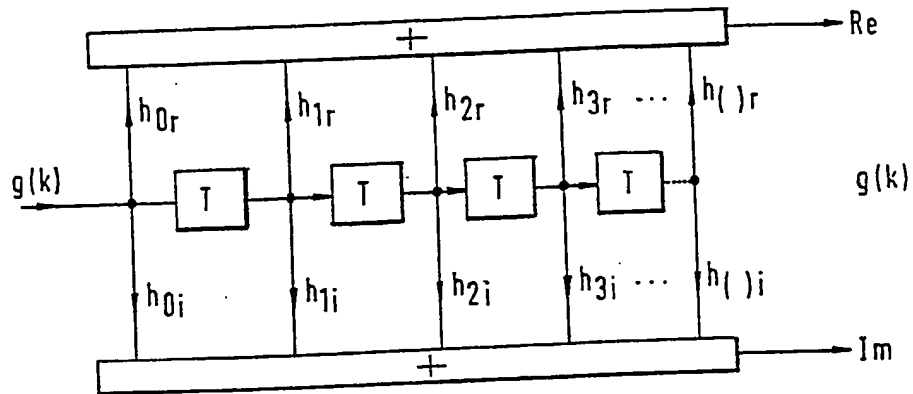


FIG. 2

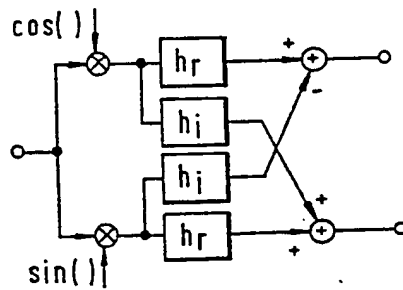


FIG. 3

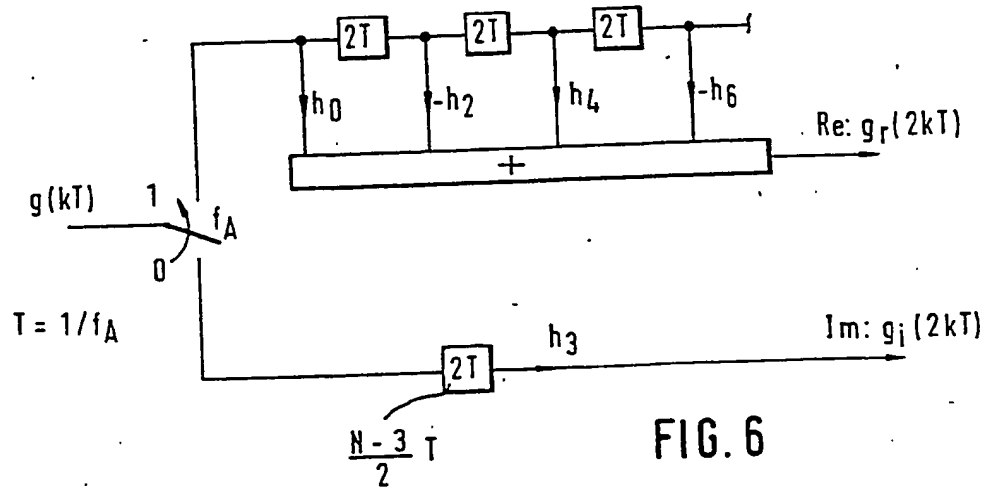


FIG. 6

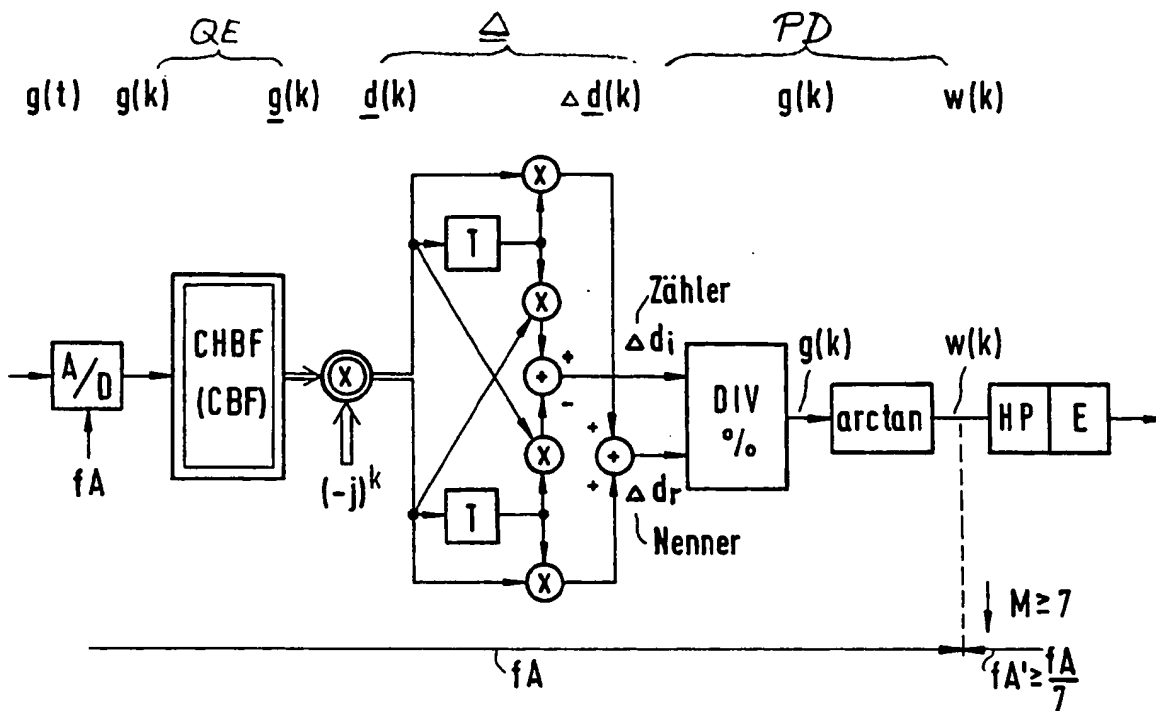


Fig.5

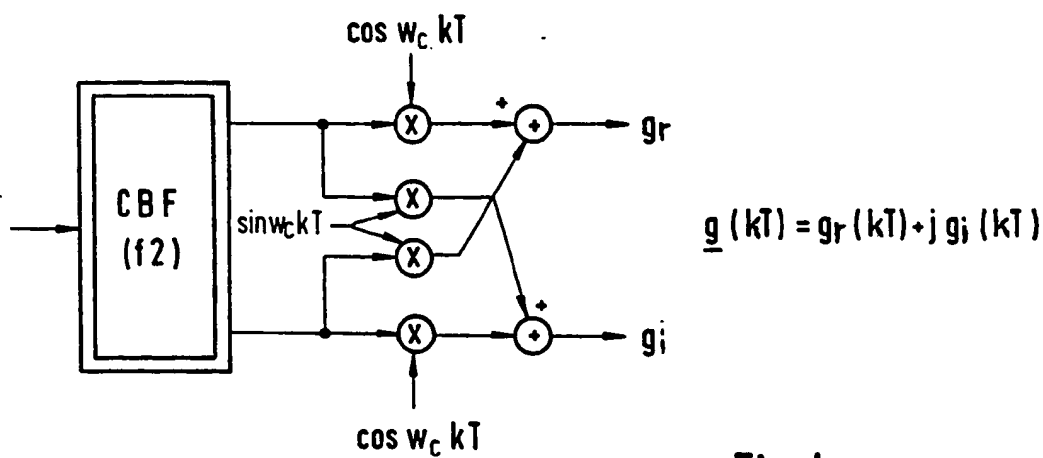


Fig.4

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☒ **BLACK BORDERS**
- ☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- ☐ **FADED TEXT OR DRAWING**
- ☐ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- ☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- ☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- ☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**
- ☐ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- ☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- ☐ **OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.